

CONVERSOR ACCFHB ELEVADOR DE TENSÃO COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

ELIAS VICENSI*, EMERSON GIOVANI CARATI*, JEAN PATRIC DA COSTA*, RAFAEL CARDOSO*,
CARLOS MARCELO DE OLIVEIRA STEIN*

* *Universidade Tecnológica Federal do Paraná*
Campus Pato Branco
Pato Branco, PR, Brasil

Emails: elias-vicensi@hotmail.com, emerson@utfpr.edu.br, jpcosta@utfpr.edu.br,
rcardoso@utfpr.edu.br, cmstein@utfpr.edu.br

Abstract— This work proposes the analysis and development of CFHB (Current-Fed Half-Bridge) and ACCFHB (Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge) converter with the inductors magnetically coupled, aiming at reducing the volume and power circuit weight. In addition, minimize the effects caused by the transformer leakage inductance. Through the analysis of the operating stages of the converter operating in continuous conduction mode (CCM), the equations for design the converters were obtained. Finally, the prototype assemblies were carried out to evaluate and compare the operation of the converters.

Keywords— ACCFHB Converter, CFHB Converter, Magnetic Coupling.

Resumo— Este trabalho propõe a análise e desenvolvimento dos conversores CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*) e ACCFHB (*Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge*) com os indutores acoplados magneticamente, visando a redução de volume e peso do circuito de potência. Além disso, minimizar os efeitos causados pela indutância de dispersão do transformador. Através da análise das etapas de operação do conversor operando em modo de condução contínua (MCC) foram obtidas as equações para projeto dos conversores. Por fim, realizou-se as montagens dos protótipos para avaliar e comparar o funcionamento dos conversores.

Palavras-chave— Conversor ACCFHB, Conversor CFHB, Acoplamento magnético.

1 Introdução

As fontes de energias renováveis são consideradas ecologicamente corretas, pois fornecem energia elétrica com redução do impacto ambiental. Além disso, evitam sobrecarga na geração e contribuem com a qualidade de energia entregue ao consumidor (Junior et al., 2018).

Nesse contexto, o uso de energia solar fotovoltaica (PV) vem crescendo nos últimos anos em todo mundo. Por exemplo: em 2014 houve uma estabilização na Ásia e o mercado chinês teve um crescimento de 15,2 GW em 2015, passando para 34,45 GW em 2016. Os Estados Unidos da América praticamente dobrou, passando de 7,3 para 14,7 GW em 2016 (IEA, 2017).

Em virtude da crescente demanda por PV, a China atualmente é a líder, com 60% na produção mundial de painéis fotovoltaicos, devido aos avanços nos processos de manufatura. Desta forma, os painéis produzidos são mais eficientes a um custo menor em relação aos praticados inicialmente (h. Liang, 2014).

Uma célula fotovoltaica tem a capacidade de gerar uma tensão de 0,5V e uma corrente entre 2 e 3 A, que corresponde a uma potência entre 1 e 1,5 W. Portanto, para obter níveis maiores de tensão e corrente é necessário associar as células em série e paralelo. Os painéis são constituídos por cerca de 32 a 36 células, resultando uma tensão entre 16 e 18 V (Luque and Hegedus, 2011).

O uso da energia renovável aplicada em siste-

mas distribuídos como painéis fotovoltaicos, células combustíveis e turbinas eólicas apresenta desafios. Uma das principais preocupações neste tipo de aplicação é o barramento CC para alimentar o inversor em tensão contínua entre 200 e 400 V para obter 127 e 220 V_{CA} . Isso é possível através das diversas topologias de conversores CC-CC com alto ganho de tensão (Barreto et al., 2014).

A topologia do conversor *step-up* ou *boost* tem sido o circuito preferido, devido a sua característica de elevar tensão e por possuir uma estrutura simples, com corrente de entrada contínua e alta eficiência. Entretanto, ao aumentar o nível de potência, o indutor torna-se grande, volumoso e pesado (Zhang et al., 1995).

A estrutura do conversor *boost* intercalado é uma solução para aumentar o nível de potência. Essa estrutura apresenta um número maior de componentes em relação ao conversor *boost*, mas tem a vantagem de redução do tamanho físico dos elementos magnéticos (Li and He, 2011). A versatilidade do conversor *boost* intercalado possibilita inserir transformador auxiliar, indutores acoplados e capacitores chaveados (Teston et al., 2015).

O conversor CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*) é derivado pelo princípio de dualidade da topologia meia-ponte alimentado em tensão e apresenta sobretensão nas chaves, devido a indutância de dispersão do transformador (Teston et al., 2015).

Este trabalho tem como objetivo apresentar a análise dos conversores CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*) e ACCFHB (*active-Clamped Current-Fed*

Half-Bridge) com acoplamento magneticamente entre os indutores L_1 e L_2 . Além disso, a topologia do conversor ACCFHB possui o indutor L_S do circuito grameador que será substituído pela indutância de dispersão do transformador.

Com isso, verifica-se o efeito causado pela indutância de dispersão sobre as chaves principais do conversor CFHB e em seguida a atuação do circuito grameador ativo.

2 Conversor ACCFHB

A estrutura do conversor ACCFHB (*Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge*) está representada na Fig. 1. O conversor é composto por duas chaves principais S_1 e S_2 , os indutores *boost* L_1 e L_2 , o transformador (HF-TR) de alta frequência e o circuito de grameamento ativo que é constituído pelo capacitor C_a , as chaves S_{aux1} e S_{aux2} e o indutor L_S .

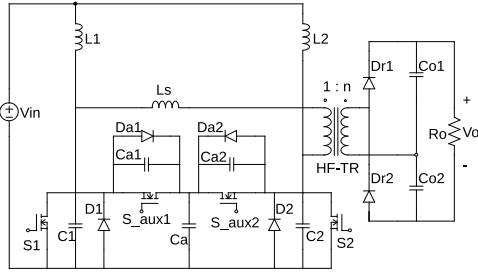


Figura 1: Topologia do conversor ACCFHB.

As chaves de potência são grameadas com a tensão sobre o capacitor C_a ao se desligar. Com isso o surto de tensão sobre as chaves é eliminado. Além disso, o conversor opera em ZVS (comutação em zero de tensão), o que possibilita aumentar a frequência de operação. Assim o conversor torna-se mais compacto com a redução do tamanho dos elementos reativos e o aumento da eficiência (Teston et al., 2015).

A Fig. 2 representa o conversor CFHB com retificador e dobrador de tensão na saída.

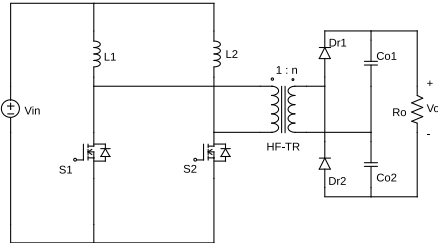


Figura 2: Topologia do conversor CFHB.

O conversor CFHB possui dois indutores L_1 e L_2 que aumentam a capacidade de potência e confiabilidade. Os indutores são elementos volumosos que podem ser substituídos por indutores acoplados. Os indutores acoplados oferecem vantagens como a redução do núcleo, menores perdas

nos enrolamentos e melhora a ondulação da corrente (Kosai et al., 2009).

2.1 Acoplamento Magnético

Circuitos magnéticos são formados por indutores acoplados magneticamente através do mesmo núcleo e o fluxo magnético gerado por um dos circuitos enlaça no outro e vice-versa. Assim, haverá transferência da energia de um circuito para outro através do campo magnético.

A relação entre as tensões aplicadas nos indutores L_1 e L_2 e as derivadas das correntes são determinadas por (1) e (2).

$$V_{L1} = L_1 \frac{diL_1}{dt} - M \frac{diL_2}{dt} \quad (1)$$

e

$$V_{L2} = L_2 \frac{diL_2}{dt} - M \frac{diL_1}{dt} \quad (2)$$

A indutância mútua M é calculada através da seguinte expressão:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (3)$$

onde k é o coeficiente de acoplamento, que pode assumir valores entre 0 e 1.

2.2 Análise do conversor CFHB

A análise do conversor é realizada em regime permanente com as seguintes considerações: (a) as chaves e os diodos são ideais, (b) os indutores L_1 e L_2 estão acoplados, (c) a tensão de saída é constante, (d) a indutância de magnetização pode ser desprezada, (e) o conversor não apresenta perdas. O conversor está operando em modo de condução contínua (CCM) e as chaves S_1 e S_2 são comutadas na mesma frequência, com sinais de comando defasados em 180 graus. A fig. 3 representa as formas de onda do conversor.

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): O circuito da Fig. 4 (a) representa a primeira etapa de operação do conversor, onde as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e a tensão de entrada V_{in} é aplicada sobre os indutores L_1 e L_2 . Os indutores estão armazenando energia e a corrente nas chaves é igual a corrente dos indutores. Não há fluxo de potência no transformador (HF-TR), os diodos estão bloqueados e os capacitores C_{o1} e C_{o2} transferem energia para a carga.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff nas malhas chega-se as expressões da ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 . Portanto:

$$\Delta iL_1 = \Delta iL_2 = V_{in} \frac{1+k}{(1-k^2)L_1} (t_1 - t_0) \quad (4)$$

No circuito de saída do conversor, os capacitores C_{o1} e C_{o2} fornecem energia pra carga e as correntes iC_{o1} e iC_{o2} são:

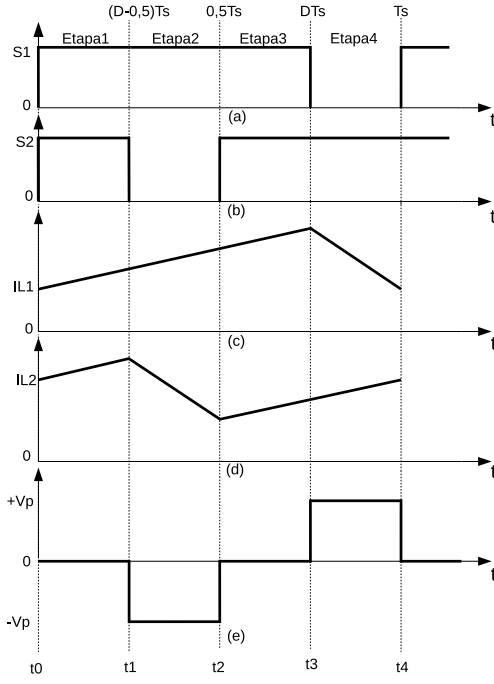


Figura 3: As formas de onda do conversor são: (a) e (b) comandos, (c) e (d) corrente nos indutores *boost* e (e) tensão no enrolamento primário do transformador.

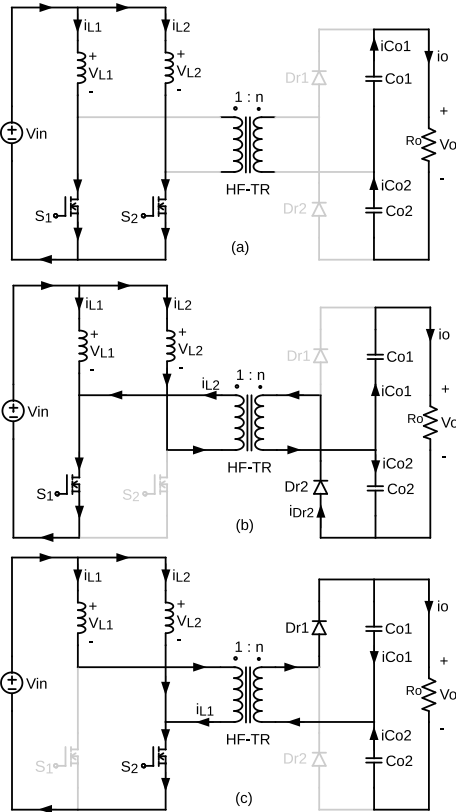


Figura 4: As etapas de operação do conversor CFHB.

$$iC_{o1} = iC_{o2} = \frac{V_o}{R_o} \quad (5)$$

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): A Fig. 4 (b) representa a segunda etapa de operação do conversor, onde o indutor L_1 continua sendo carregado pela chave S_1 e na abertura da chave S_2 o transformador é caminho para o fluxo de potência. Assim, o diodo D_{r1} está bloqueado com a tensão de saída V_o e o diodo D_{r2} entra em condução para transferir energia à carga.

A ondulação das correntes é dada por (6) e (7):

$$\Delta iL_1 = \frac{V_{in}2n(1+k) - V_o k}{2n(1-k^2)L_1}(t_1 - t_2) \quad (6)$$

$$\Delta iL_2 = \frac{V_{in}(1+k)2n - V_o(1+k-k^2)}{2n(1-k^2)L_2}(t_1 - t_2) \quad (7)$$

onde n é a relação de transformação.

Aplicando a de Lei Kirchhoff das correntes na etapa de saída do conversor é possível encontrar as equações das correntes nos capacitores iC_{o1} e iC_{o2} . Portanto:

$$iC_{o1} = i_o \quad (8)$$

$$iC_{o2} = \frac{iL_2}{n} - i_o \quad (9)$$

Etapa 3 ($t_2 - t_3$): Na terceira etapa as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo. Assim, a análise desta etapa é igual à da primeira, e os indutores L_1 e L_2 são carregados novamente.

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): A Fig. 4 (c) representa a última etapa de operação do conversor, a chave S_2 permanece conduzindo e carregando o indutor L_2 e a chave S_1 é aberta. Com isso, o diodo D_{r1} entra em condução para drenar o fluxo de potência do transformador para alimentar a carga e o diodo D_{r2} encontra-se bloqueado.

Assim, essa etapa é similar à etapa 2. As ondulações das correntes nos indutores L_1 e L_2 podem ser determinadas por (10) e (11).

$$\Delta iL_1 = \frac{V_{in}(1+k)2n - V_o(1+k-k^2)}{2n(1-k^2)L_2}(t_3 - t_4) \quad (10)$$

$$\Delta iL_2 = \frac{V_{in}2n(1+k) - V_o k}{2n(1-k^2)L_1}(t_3 - t_4) \quad (11)$$

As correntes nos capacitores iC_{o1} e iC_{o2} são determinadas por:

$$iC_{o1} = \frac{iL_1}{n} - i_o \quad (12)$$

$$iC_{o2} = i_o \quad (13)$$

2.3 Ganho estático

O ganho estático do conversor é obtida a partir das etapas 1, 2, 3 e 4, de acordo com a Fig. 3 e os intervalos de tempo são $((D - 0,5)Ts)$, $((1 - D)Ts)$, $((D - 0,5)Ts)$ e $((1 - D)Ts)$, onde D é a razão cíclica.

Apesar das equações que regem a ondulações das correntes nos indutores são dependentes da indutância mútua, o ganho estático do conversor não depende. Portanto, o ganho estático é dado pela seguinte relação:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{2n}{1-D} \quad (14)$$

2.4 Ondulação da corrente nos indutores

As indutâncias L_1 e L_2 do conversor são determinadas de acordo com a máxima variação de corrente no indutor Δi_L aceita. As indutâncias são iguais e podem ser calculadas pela segunda ou quarta etapa de operação. Isolando L_1 da equação (7), tem-se:

$$L_1 = \frac{V_{in}(1+k)2n - V_0(1+k-k^2)}{2n(1-k^2)\Delta i_{L1}}(1-D)Ts \quad (15)$$

2.5 Ondulação da tensão de saída e capacitores

Na etapa 1 as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e o estágio de saída está desacoplado. Nesta etapa, as correntes I_{C1} e I_{C2} são iguais. Então:

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{2V_0(D-0,5)Ts}{R_0 \Delta V_0}. \quad (16)$$

onde R_0 é a carga resistiva.

3 Projeto do conversor CFHB

A Tabela 1 mostra as especificações desejadas para o conversor CFHB que são baseadas conforme (Teston et al., 2015).

Tabela 1: Especificações do conversor CFHB.

Variável	Valor
Tensão de entrada - V_{in}	30 V
Tensão de saída - V_o	400 V
Potência de saída - P_o	224 W
Corrente de entrada - i_{in}	8,4 A
Carga resistiva - R_0	715 Ω
Relação de transformação - n	2
Acoplamento magnético - k	0,3
Frequência de chaveamento - f_s	100 kHz
Ondulação de tensão de saída - ΔV_o	1,55 V
Ondulação da corrente - Δi_{L1}	0,5 A

Através dos parâmetros estabelecidos na Tabela 1 e utilizando a equação (14) obtém-se a razão cíclica $D = 0,7$.

Os indutores L_1 e L_2 são dimensionados a partir da equação (15) e com os dados da Tabela 1. Assim, os valores calculados para L_1 e L_2 é de 315 μ H.

O dimensionamento dos capacitores é realizado através das condições iniciais da ondulação da tensão de saída. A partir da equação (16) obtém-se o valor de 10 μ F para os capacitores C_{o1} e C_{o2} .

4 Análise do conversor ACCFHB

A estrutura do conversor ACCFHB está representada na Fig. 1, onde indutor L_S do circuito de grampeamento será substituído pela indutância de dispersão do transformador (HF-TR) de alta frequência e os indutores L_1 e L_2 estão magneticamente acoplados.

Na Fig. 5 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente do conversor operando em (CCM), onde o primeiro semiciclo é composto pelo intervalo t_0 a t_7 e o segundo semiciclo de t_8 a t_{14} .

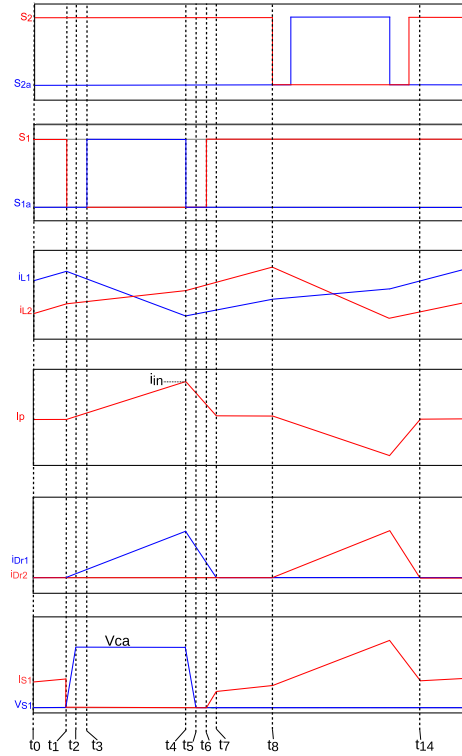


Figura 5: As principais formas de onda do conversor com circuito grampeador.

Etapla 1a ($t_0 - t_1$): O circuito da Fig. 6 (a) mostra a primeira etapa de operação do conversor que é semelhante a etapa 1 do conversor CFHB. Os indutores L_p e L_{sec} formam o transformador (HF-TR) que está acoplados magneticamente por

M_2 . A tensão sob as chaves auxiliares é igual a V_{ca} e pode ser calculada através da equação (17).

$$V_{ca} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (17)$$

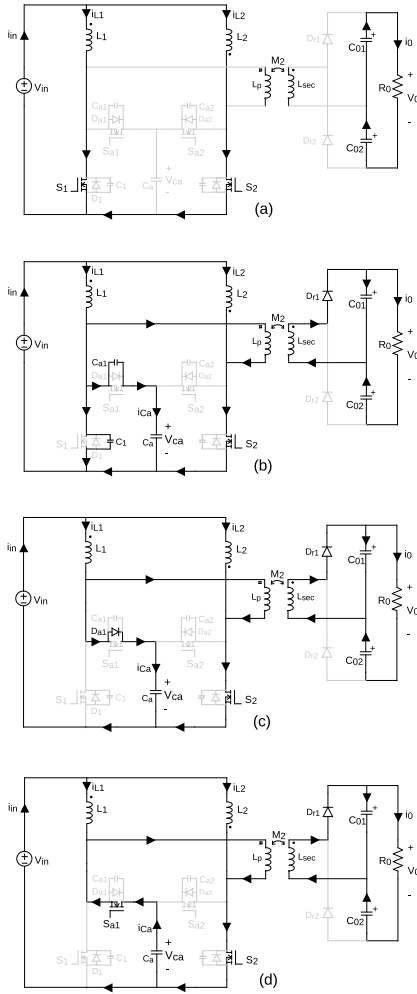


Figura 6: As primeiras quatro etapas de operação do conversor proposto.

Etapa 2a ($t_1 - t_2$): A Fig. 6 (b) representa a segunda etapa de operação do conversor que inicia ao desligar a chave S_2 , o capacitor C_1 é carregado e C_{a1} é descarregado linearmente. O diodo D_{r2} está reversamente polarizado e o diodo D_{r1} começa conduzir e carregar o capacitor C_{01} .

A corrente através do indutor L_p cresce linearmente e pode ser calculada pela equação (18) e a corrente da chave S_2 é determinada por (19).

$$i_{Lp} = \frac{V_{ca} L_{sec} - k_2 \sqrt{L_p L_{sec}} 0,5 V_0}{L_p L_{sec}(1 - k_2^2)} (t_2 - t_1) \quad (18)$$

onde k_2 é o acoplamento magnético entre L_p e L_{sec} .

$$i_{S2} = \frac{i_{in}}{2} + i_{Lp} \quad (19)$$

Etapa 3a ($t_2 - t_3$): Na Fig. 6 (c) é mostra a terceira etapa de operação que inicia após a carga e descarga dos capacitores C_1 e C_{a1} .

O diodo intrínseco D_{a1} da chave auxiliar S_{a1} entra em condução. Assim, a corrente no capacitor C_a atinge o pico e as correntes através de L_p e S_2 crescem linearmente com a inclinação da etapa anterior.

Etapa 4a ($t_3 - t_4$): A Fig. 6 (d) representa a quarta etapa de operação que inicia quando a chave S_{a1} é comutada com zero de tensão (Zero Voltage Switching - ZVS).

A corrente no indutor L_1 decresce linearmente e pode ser calculada através da equação (20).

$$i_{L1} = V_{in} \left(\frac{k - D(1+k)}{(1-D)(1-k^2)L_1} \right) (1-D)T_S \quad (20)$$

A corrente i_{Lp} continua crescendo linearmente com inclinação dada pela equação (18) e no final dessa etapa a corrente atinge seu valor de pico que é aproximadamente a corrente de entrada i_{in} .

Etapa 5a ($t_4 - t_5$): O circuito da Fig. 7 (e) mostra a quinta etapa que inicia quando a chave S_{a1} é desligada. O capacitor C_1 é descarregado e C_{a1} é carregado pela corrente i_{Lp} de modo ressonante.

Essa etapa é curta e termina quando o capacitor C_1 está completamente descarregado e a tensão sob o capacitor C_{a1} atinge o valor de V_{ca} .

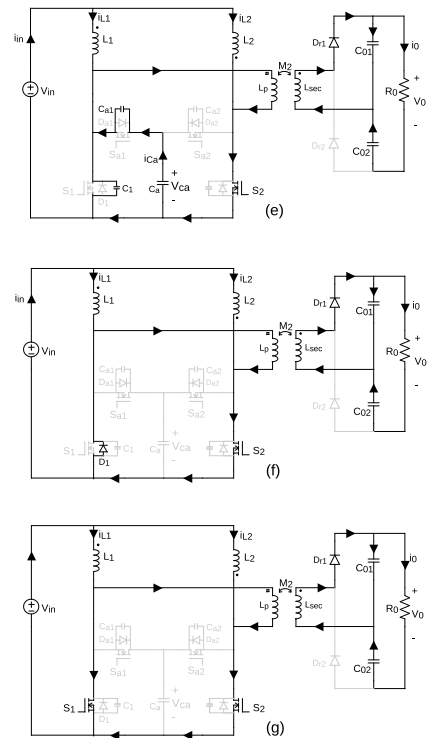


Figura 7: As últimas três etapas de operação do conversor proposto.

Etapa 6a ($t_5 - t_6$): A Fig. 7 (f) representa a sexta etapa que inicia após o processo de carga e descarga dos capacitores, o diodo D_1 entra em condução e a chave S_1 pode ser comutada por (ZVS).

A corrente através do indutor L_p decresce linearmente que é dada pela equação (21).

$$iL_p = \frac{-k_2 \sqrt{L_p L_{sec}} 0,5 V_0}{L_p L_{sec}(1 - k_2^2)}(t_6 - t_5) \quad (21)$$

Etapa 7a ($t_6 - t_7$): A Fig. 7 (g) mostra a última etapa, onde a chave S_1 é comutada por (ZVS) e a corrente iL_p decresce linearmente até atingir zero. A corrente nas chaves principais S_1 e S_2 são dadas pelas equações (22) e (23).

$$i_{S1} = \frac{i_{in}}{2} - iL_p \quad (22)$$

$$i_{S2} = \frac{i_{in}}{2} + iL_p \quad (23)$$

4.1 Ganho Estático

A corrente no indutor L_p está em modo descontínuo e seu valor médio é igual a corrente na carga refletida para o primário do transformador (L_p). Assim, é possível obter o ganho estático do conversor pelo balanço de corrente que é dada pela equação (24).

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{4 L_{sec}}{(1 - D)k_2 \sqrt{L_p L_{sec}} + L_{sec} \sqrt{A}} \quad (24)$$

onde A é definido por (25).

$$A = \frac{L_p k_2^2 R T_S (1 - D)^2 + k_2 n L_p 8 \sqrt{L_p L_{sec}} (1 - k_2^2)}{L_{sec} R T_S} \quad (25)$$

4.2 Capacitor Grampeador

Este capacitor é calculado a partir da máxima ondulação ΔV_{ca} definida pela equação (26), onde é considerada uma ondulação entre 10% e 20% da tensão de entrada V_{in} .

$$C_a \geq \frac{i_{in} \sqrt{2(1 - D_{min})/3}}{4\pi f_s \Delta V_{ca}} \quad (26)$$

onde: D_{min} é a razão cíclica mínima igual a 0,55.

5 Projeto do conversor ACCFHB

Nesta seção é realizado um exemplo de projeto do conversor para melhor compreensão e são considerados os parâmetros ilustrados na Tabela 1.

Nota-se através da equação (24) que ganho do conversor depende de alguns parâmetros, devido

a descontinuidade da corrente iL_p no primário do transformador.

As curvas que relaciona o ganho estático e a razão cíclica dos conversores CFHB e ACCFHB está representado na Fig 8. São consideradas as especificações da Tabela 1 e as seguintes: $L_p = 363,09 \mu\text{H}$, $L_{sec} = 1,4586 \mu\text{H}$, $k_2 = 0,9966$.

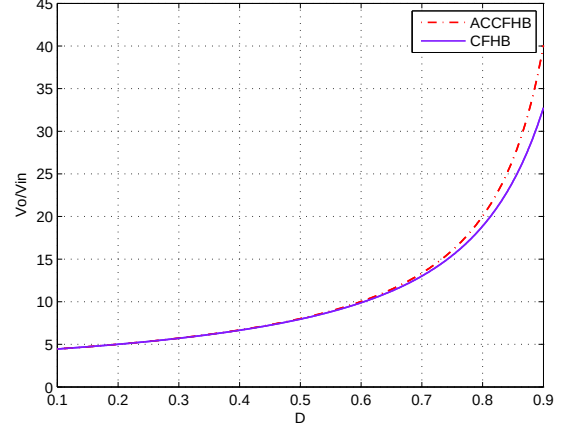


Figura 8: Curvas de ganho estático versus razão cíclica.

Através da Fig 8 é possível verificar que o ganho do conversor ACCFHB é maior em relação ao CFHB a partir do momento que a razão cíclica assume valores maiores de 0,7. Analisando a curva no ponto de operação em que o ganho está em aproximadamente 13,333 a razão cíclica $D = 0,695$.

Após definir a razão cíclica é calculado o valor do indutor $L_1 = 315 \mu\text{H}$ através da equação (20) e os capacitores C_{01} e $C_{02} = 10 \mu\text{F}$ permanecem com o mesmo valor do conversor CFHB.

Por fim, define-se uma ondulação de $\Delta V_{ca} = 3,2 \text{ V}$ para o capacitor de grampeamento e através da equação (26) obtém-se valor de $C_a \cong 1,15 \mu\text{F}$.

6 Resultados Experimentais

Na Tabela 2 são mostrados os detalhes das especificações dos componentes utilizados na montagem do protótipo dos conversores.

Tabela 2: Especificações do componentes.

Componentes	Detalhes
Chaves principais	IRFP4332
Chaves auxiliares	IRFP4332
Capacitor C_a	1 μF x 250V
Diodos retificadores	16ETH06
Capacitores de saída	10 μF x 250V

Os indutores *boost* são acoplados e foram enrolados nas extremidades do núcleo NEE

42/21/15 fabricado pela Thornton e cada um possui 30 espiras do fio AWG 28 com 10 condutores em paralelo.

Os indutores acoplados são utilizados pela razão de reduzir volume e peso, mas podem saturar devido aos fluxos CC gerados pelas correntes CC. A saturação é eliminada através do acoplamento magnético inverso nos enrolamentos que cancela os fluxos CC e também pela inserção de entreferro (Ebisumoto et al., 2017).

O transformador foi construído sem entreferro no núcleo NEE 42/21/15. O enrolamento primário possui 12 espiras e 10 condutores em paralelo e o secundário com 24 espiras e 4 condutores em paralelo do fio AWG 28.

6.1 Conversor CFHB

A Fig. 9 mostra as formas de onda de tensão e corrente na chave principal S_1 e a tensão de saída V_0 .

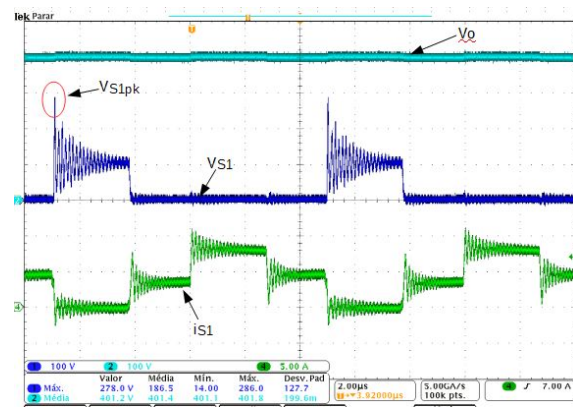


Figura 9: Tensão e corrente na chave principal e a tensão de saída V_0 .

Os resultados apresentados na Fig. 9 são do conversor operando a plena carga com razão cíclica $D=0,73$ para obter os 401,4 V de tensão na saída V_0 , devido as não idealidades dos componentes.

Nota-se que o pico de tensão V_{S1pk} sob chave está com 286 V durante a abertura da chave S_1 , sendo que a chave IRFP 4332 está no limite porque suporta uma tensão máxima de $V_{DS}=300$ V. Esse pico de tensão é causado pela indutância de dispersão do transformador.

6.2 Conversor ACCFHB

A Fig. 10 apresenta as formas de onda experimentais da corrente i_{L1} , corrente i_{Lp} no primário do transformador e a tensão de saída V_0 do conversor operando à plena carga com razão cíclica de $D=0,727$.

A corrente i_{L1} está modo de condução contínua (CCM) com uma ondulação de $\Delta i_{L1}=0,5$ A e a tensão de saída V_0 está em 400,7 V, conforme

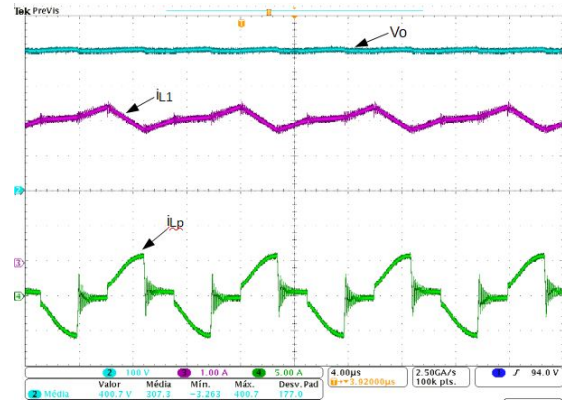


Figura 10: Formas de onda da corrente no indutor $boost$, corrente no transformador e tensão de saída.

a Fig 10. A corrente i_{Lp} do enrolamento primário está em modo descontínuo com uma amplitude máxima de 6A e está crescendo de forma cossenoidal, devido a uma ressonância estabelecida entre L_p e outro elemento do conversor.

Por fim, a Fig. 11 mostra os resultados experimentais da tensão e corrente na chave principal S_1 do conversor.

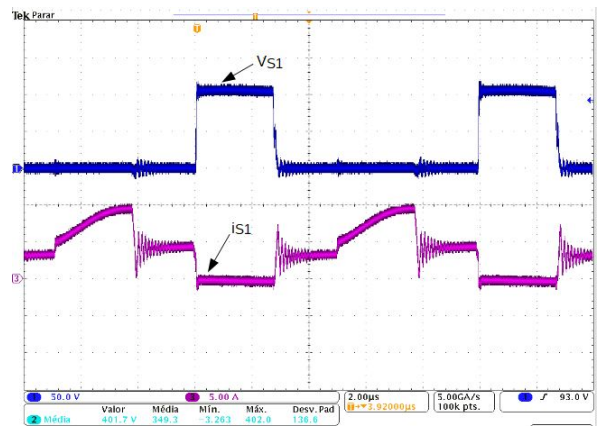


Figura 11: Formas de onda de tensão e corrente na chave S_1 .

Na abertura da chave S_1 observa-se que a tensão grampeada V_{S1} sob a chave é de aproximadamente 100 V. A corrente i_{S1} na chave cresce de forma cossenoidal com amplitude máxima de 10 A.

6.3 Eficiência

Os conversores CFHB e ACCFHB foram submetidos a operar em plena carga com tensão de saída igual a 400 V para verificar a eficiência de cada um deles.

O conversor CFHB atingiu a máxima eficiência de 86% enquanto o conversor ACCFHB com grampeamento ativo teve 93% de eficiência.

7 Conclusões

As topologias dos conversores CFHB e ACCFHB com acoplamento magnético foram analisadas de forma detalhada nesse trabalho. A análise é realizada através das etapas de operação para obter as equações de projeto. A partir do exemplo de projeto foram dimensionados os elementos ativos e passivos para a montagem dos protótipos.

O conversor CFHB apresentou pico elevado de tensão sob a chave principal S_1 em torno de 286 V, ou seja, a chave está submetida a maiores esforços devido a indutância de dispersão do transformador. Por outro lado, o conversor AC-CFHB garantiu o grampeamento da tensão sob a chave S_1 em 100 V e assim o efeito causado pela indutância de dispersão é eliminado.

Além disso, o conversor ACCFHB apresentou 7% a mais de eficiência em relação ao CFHB e com isso, conclui-se que o conversor ACCFHB está operando de forma adequada e a metodologia apresentada de projeto é válido.

8 Agradecimentos

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo projeto de Pesquisa e Desenvolvimento PD 2866-0468/2017, concedido pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e pela Companhia Paranaense de Energia (COPEL). Os autores agradecem também à FINEP, CAPES, SETI, CNPq, Fundação Araucária e UTFPR pelas bolsas e financiamentos adicionais

Referências

- Barreto, L. H. S. C., Praça, P. P., Oliveira, D. S. and Silva, R. N. A. L. (2014). High-voltage gain boost converter based on three-state commutation cell for battery charging using pv panels in a single conversion stage, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(1): 150–158.
- Ebisumoto, D., Kimura, S., Nanamori, K., Noah, M., Ishihara, M., Imaoka, J. and Yamamoto, M. (2017). Analytical investigation of interleaved dc-dc converter using closed-coupled inductor with phase drive control, *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 526–529.
- h. Liang, L. (2014). Analysis the new pattern of solar pv industry development in china and the enlightenment from germany, *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 550–555.
- IEA, I. E. A. (2017). Snapshot of Global Photovoltaic Markets - IEA PVPS, pp. 1–16.
- Junior, C. J. O., Pires, L. P., Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Lima, G. B. and Freitas, L. C. G. (2018). Design, analysis and performance of a bidirectional solar inverter with a global and independent maximum power extraction technique, *IET Power Electronics* **11**(1): 221–228.
- Kosai, H., McNeal, S., Jordan, B., Scofield, J., Ray, B. and Turgut, Z. (2009). Coupled inductor characterization for a high performance interleaved boost converter, *IEEE Transactions on Magnetics* **45**(10): 4812–4815.
- Li, W. and He, X. (2011). Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(4): 1239–1250.
- Luque, A. and Hegedus, S. (2011). *Photovoltaic Science Handbook of Photovoltaic Science*, 2a edição edn. ISBN 978-85-66250-04-6.
- Teston, S. A., Stein, C. M. O., da Costa, J. P., Carati, E. G., Cardoso, R. and Denardin, G. W. (2015). Comparison of diode full-bridge rectifier and voltage-doubling diode rectifier in the output stage of active-clamping current-fed half-bridge isolated dc-dc converter, *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 251–256.
- Zhang, M. T., Jiang, Y., Lee, F. C. and Jovanovic, M. M. (1995). Single-phase three-level boost power factor correction converter, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, number 0, pp. 434–439 vol.1.